

(19)日本国特許庁(J P)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-68060

(43)公開日 平成5年(1993)3月19日

(51)Int.Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/20	Z	9297-5K		
27/36		9297-5K	H 0 4 L 27/ 00	F

審査請求 未請求 請求項の数2(全 16 頁)

(21)出願番号 特願平4-50581

(22)出願日 平成4年(1992)3月9日

(31)優先権主張番号 特願平3-45250

(32)優先日 平3(1991)3月11日

(33)優先権主張国 日本(J P)

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区内幸町一丁目1番6号

(72)発明者 鈴木 博

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日

本電信電話株式会社内

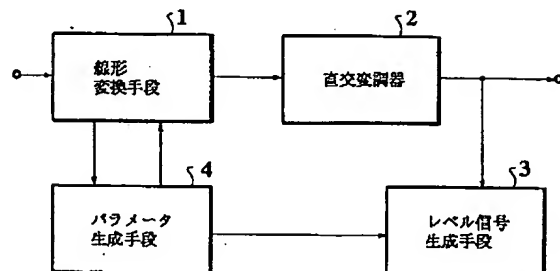
(74)代理人 弁理士 三好 秀和 (外1名)

(54)【発明の名称】 歪補償直交変調器

(57)【要約】

【目的】 本発明の目的は、線形歪による変調波の劣化を解決し、簡単な構成の回路で精度のよい歪補償直交変調器を提供することである。

【構成】 本発明は線形歪を補償するための線形補償パラメータが設定され、同相振幅信号及び直交振幅信号を線形変換し、ベースバンド信号とする線形変換手段1と、線形変換手段1により線形変換されたベースバンド信号を入力とする歪補償直交変調器において、直交変調器2の変調波出力からキャリア成分を除去し、レベル信号を生成するレベル信号生成手段3と、レベル信号生成手段3から入力されたレベル信号の値を用いて線形変換パラメータを導出し、線形変換手段1に設定するパラメータ生成手段4とを有し構成する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 線形歪を補償するための線形変換パラメータが設定され、同相振幅信号及び直交振幅信号を線形変換して、ベースバンド信号とする線形変換手段と、該線形変換手段により線形変換したベースバンド信号を入力とする直交変調器を有する歪補償直交変調器において、

前記直交変調器の変調波出力からキャリア成分を除去し、レベル信号を生成するレベル信号生成手段と、

前記レベル信号生成手段より入力された前記レベル信号の値を用いて前記線形変換パラメータを導出し、前記線形変換手段に設定するパラメータ生成手段とを有することを特徴とする歪補償直交変調器。

【請求項2】 線形歪を補償するための線形変換パラメータが設定され、同相振幅信号及び直交振幅信号を線形変換して、ベースバンド信号とする線形変換手段と、該線形変換手段により線形変換したベースバンド信号を入力とする直交変調器を有する歪補償直交変調器において、

DCオフセットに関する線形変換パラメータ a 、 b をまず求め、DCオフセットに因る歪を補償しながら振幅バランスに関する線形変換パラメータ α を次に求め、最後にDCオフセットと振幅アンバランスに因る歪を補償しながら直交性に関する線形変換パラメータを求めて、前記線形変換手段に設定するパラメータ生成手段とを有することを特徴とする歪補償直交変調器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は歪補償直交変調器に係り、特に、精度のよい直交変調波を出力するための歪補償直交変調器に関する。

【0002】

【従来の技術】 無線通信等の使用帯域が制限されている通信では、多値PSK (Phase Shift Keying)、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 等、狭帯域の変調波が用いられる。

【0003】 デジタル変復調では、波形伝送となるのでアナログ変復調と比較すると精度の高い変調器が必要となる。デジタル変復調には同相信号振幅と直交信号振幅とをベースバンド信号入力とする直交変調器が用いられるが以下の様な問題点があった。

【0004】 (i) ベースバンド入力信号の正負、すなわちオフセットレベルがバランスしていても、直交変調器の実効的な入力としてバランスさせることが難しいので変調波にキャリアリーク成分が重畳される。

【0005】 (ii) 二つのベースバンド入力信号の振幅がバランスしていても、直交変調器の実効的な入力としてバランスさせることが難しいので変調波にイメージ成分が重畳される。

【0006】 (iii) 直交変調器には移相が0と $\pi/2$ 二

つのキャリア信号を入力するが、 $\pi/2$ キャリア信号を生成する移相器をIC上に正確に製造することは難しい。この直交性が正確でないと変調波にイメージ成分が重畳される。

【0007】 (iv) IC化すると電源、温度の変動により上記の特性が変化する。

【0008】 従来は、上述したような問題を解決するために熟練した技術者の調整が必要であった。また、定期的に点検することにより経年変化を修正していた。

【0009】 歪補償の自動化については、従来から簡単な構成法が二つ提案されている。

【0010】 第1の提案は特願昭62-13143に開示されているもので、その概略構成を図12に示す。これは90度性が不完全なときに歪補償するための構成である。

【0011】 狭帯域で変調波を得るためには、同図に示すような直交変調器が通常用いられている。この直交変調器は、入力端子40、41、出力端子42、ミキサ43、44、90度移相器45、発振器46、合成器47、信号点位置識別器48、振幅演算器49により構成される。この構成において信号点位置識別器48は、同相振幅入力 $I(t)$ と直交振幅入力 $Q(t)$ から構成される信号点を識別し、振幅演算器49は識別時点における振幅を求める。本来、同相振幅入力 $I(t)$ と直交振幅入力 $Q(t)$ では振幅は等しいが、90度移相がずれていると二つの時点における振幅が一致しない。そこで振幅の差または比率を演算で求め、移相器45を調整する。この方法では、(i) 移相器45を調整しているが、実際の回路で微調できる移相器の実現は難しい、(ii) 具体的な制御方法が記述されていないので実現性が不明である、(iii) ベースバンド信号のロールオフ整形により誤差が発生し精度が十分でない、(iv) 他の歪、たとえばDCオフセット、振幅アンバランスがあると精度が十分でない、などの欠点があった。

【0012】 第2の提案は特願昭63-62439に開示されているもので、その概略構成を図13に示す。これはDCオフセットを補償するためのものである。この構成では、変調波の同相及び直交成分の各々について、比較器51で検出した変調シンボルの正負に応じてDCオフセット算出部50のSWを同期させながら変調波を整流し、それを積分した値を比較する。積分値はDCオフセット量に比例しているので、フィードバックループ52を形成すると補償ができる。この従来例では、同相及び直交成分回路ごとに補償を行っているが、実際の高周波回路ではローカルキャリアがリークして、同相と直交成分の合成器47にも重畳されて歪を生じるので、合成器47の前で歪を取り除いても不十分であるという欠点があった。また、本回路は回路構成が相当に複雑となる欠点があった。

【0013】 一般に、これらの従来の構成の変調器では

線形歪及び非線形歪により変調波が劣化する場合がある。非線形歪はミキサ43, 44に使用しているダイオードの非線形応答が原因であり、入力レベルをある程度下げることにより容易に小さくできるが、線形歪についてはバランスのとれた部品の選定あるいは微調整等が必要となる。以下では、その線形歪について具体的に説明する。

【0014】図12において、入力端子40, 41はそれぞれ、同相振幅入力 $I(t)$ と、直交振幅入力 $Q(t)$ が入力される。一方、発振器46から出力される

各周波数 ω_c のキャリア $r_c(t) = \cos(\omega_c t)$ *

$$y(t) = y_1(t) + y_2(t) + y_3(t) + y_4(t) \quad (1)$$

次に $y_1(t)$ はミキサ43においてベースバンド信号 ※のように示される。

にDCオフセット δ_{a1} が加わった時の応答であり、以下※ 【0016】

$$y_1(t) = [I(t) + \delta_{a1}] \cos(\omega_c t) \quad (2)$$

$y_2(t)$ はミキサ44の利得が同相に対して α 倍のアンバランスとなり、DCオフセット δ_{a1} が加わった時の

ベースバンド信号が移相誤差 θ の直交キャリアと乗積★

$$y_2(t) = [-\alpha Q(t) + \delta_{a1}] \sin(\omega_c t + \theta) \quad (3)$$

$y_3(t)$ は同相成分のキャリアリークであり、キャリアリークの大きさが δ_{a2} 、キャリアリークの位相が θ_1 ☆

$$y_3(t) = \delta_{a2} \cos(\omega_c t + \theta_1) \quad (4)$$

$y_4(t)$ は直交成分のキャリアリークであり、キャリアリークの大きさが δ_{a2} 、キャリアリークの位相が θ_2 ◆

$$y_4(t) = \delta_{a2} \sin(\omega_c t + \theta_2) \quad (5)$$

これにより変調器出力 $y(t)$ を計算すると、

$$y(t) = c(t) \cos(\omega_c t) - d(t) \sin(\omega_c t) \quad (6)$$

となり、同相変調信号 $c(t)$ は、

$$c(t) = I(t) + \delta_c \sin \theta [-\alpha Q(t) + \delta_{a1}] \quad (7)$$

また、直交変調信号 $d(t)$ は、

$$d(t) = -\alpha Q(t) \cos \theta + \cos \theta \cdot \delta_{a1} + \delta_c \quad (8)$$

オフセット δ_c と δ_c は、

$$\delta_c = \delta_{a1} + \delta_{a2} \cos \theta_2 + \delta_{a2} \sin \theta_2 \quad (9)$$

$$\delta_c = -\delta_{a2} \sin \theta_1 + \delta_{a2} \cos \theta_2 \quad (10)$$

となる。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】しかるに、上記に示した直交変調器の出力値は、同相変調信号と同相振幅入力及び直交変調信号と直交振幅入力が等しくなる理想的な出力 $c(t) = a(t)$ 、 $d(t) = b(t)$ とは大きく異なっている。

【0021】図14は変調波の信号空間ダイアグラムを示す。 $I(t) = \cos(x)$ 、 $Q(t) = \sin(x)$ として $x = 0 \sim 2\pi$ とした時の理想的な応答では変調波 $c(t)$ と $d(t)$ の位相ダイアグラム上の軌跡が図14の実線で示されるように円形に描かれるが、一方、理想的でない場合には、同図に破線で示されるように中心が原点からシフトし、斜めになった楕円となる。この図14の斜めになった楕円は実際には図15(a)に示す正常な軌跡に図15(b)に示すDCオフセットによる線

*と、キャリアを90度移相器で $\pi/2$ 移相した r

、 $(t) = -\sin(\omega_c t)$ がそれぞれミキサ43, 44に inputs され、同相振幅信号 $a(t)$ 、直交振幅信号 $b(t)$ と乗積される。この乗積された信号は合成器47で合成され、出力端子42から出力される。しかし、実際の直交変調器では、浮遊容量、浮遊インダクタンスなどによるキャリアリークや90度移相器45の移相誤差によるイメージ発生などが起きる。そのため、変調器出力 $y(t)$ は以下になる。

【0015】

※のように示される。

【0016】

(2)

★れた時の応答であり、以下のように示される。

【0017】

20☆の時の応答であり、以下のように示される。

【0018】

◆の時の応答であり、以下のように示される。

【0019】

形歪を受けた軌跡、図15(c)に示す振幅アンバランスによる線形歪を受けた軌跡、図15(d)に示す不完全な90度性による線形歪を受けた軌跡が重ね合わされたものである。このような線形歪を抑えるためにはDCオフセット δ_{a1} 、 δ_{a1} 、直交キャリアの移相誤差 θ 、キャリアリーク δ_{a2} 、 δ_{a2} などを小さくするための調整、あるいは、バランスのとれた部品の選定等を必要とする。また、このようなことを実現させるために、熟練作業、調整時間、高価な測定器を必要とするという問題がある。

【0022】これらの従来例の問題を解決する提案として、DCオフセットによる歪の補償に線形変換手段を導入した発明例があるが、線形パラメータを導出するために、直交変調器の出力を同相成分と直交成分とを抽出するIQ検波器を用いている。この従来の構成では直交変調器より精度のよいIQ検波器が必要であり、そのオフ

セット調整、振幅調整、直交性の調整が必要であった。

【0023】また、これら従来例はいずれも各種線形歪に個別に対処したものであり、実際にはDCオフセットや振幅バランスが十分補償されていないと90度性が十分に補償できないといったような問題を残すものである。

【0024】本発明は上記の点に鑑みてなされたもので、上記のような線形歪による変調波の劣化を解決し、簡単な構成の回路で精度のよい歪補償直交変調器を提供することを目的とする。

【0025】

【課題を解決するための手段】図1は本発明の原理を説明するための図を示す。線形歪を補償するための線形補償パラメータが設定され、同相振幅信号及び直交振幅信号を線形変換し、ベースバンド信号とする線形変換手段(1)と、線形変換手段(1)により線形変換されたベースバンド信号を入力とする歪補償直交変調器において、直交変調器(2)の変調波出力からキャリア成分を除去し、レベル信号を生成するレベル信号生成手段

(3)と、レベル信号生成手段(3)から入力されたレベル信号の値を用いて線形変換パラメータを導出し、線形変換手段(1)に設定するパラメータ生成手段(4)とを有する。

【0026】

【作用】本発明は同相振幅信号及び直交振幅信号を線形変換手段(1)により線形変換し、線形変換された信号を入力とする直交変調器(2)の変調波出力をレベル信号生成手段(3)に入力し、レベル信号を抽出し、そのレベル信号に対してパラメータ生成手段(4)により線形変換のパラメータが導出され、その線形変換パラメータを線形変換に用いることにより線形歪が充分小さな値に抑えられる。

【0027】下記の第1実施例では、線形パラメータは既知のテスト信号を使って、レベル信号に基づき求める。

【0028】下記の第2実施例では、線形パラメータは同相及び直交振幅入力の状態に従って、レベル信号に基づき求める。

【0029】更に、実際には各種線形歪は混在しているため、本発明ではまずDCオフセットによる線形歪に関するパラメータを求め、次にDCオフセット補償を行い*

$$c(t) = I(t) \quad (11)$$

$$d(t) = Q(t) \quad (12)$$

が得られ、これと式(7)、(8)を連立させて解く ※ ※と、ベースバンド信号の同相振幅入力 $a(t)$ は、

$$a(t) = I(t) + \tan \theta \cdot Q(t) + a \quad (13)$$

また、ベースバンド信号の直交振幅入力 $b(t)$ は、

$$b(t) = (1/\alpha \cos \theta) Q(t) + b \quad (14)$$

$$a = -\delta_c \tan \theta (\delta_s + \delta_{s1} \cos \theta) - \sin \theta \cdot \delta_{s1} \quad (15)$$

$$b = (\cos \theta \cdot \delta_{s1} + \delta_s) / \alpha \cos \theta \quad (16)$$

となる。実際には α 、 θ 、 a 及び b の値は不明であるから何らかの方法で求めなければならない。その求められ

* つつ振幅アンバランスによる線形歪に関するパラメータを求め、最後にDCオフセットと振幅アンバランスの補償を行いつつ不完全直交位相による線形歪に関するパラメータを求めるという手順で全ての線形パラメータを決定する。

【0030】

【実施例】図2に本発明の第1の実施例の歪補償直交変調器の構成を示す。図12と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図2において、本実施例の歪補償直交変調器はL端子、C端子を有するスイッチ20、21、22、23と、線形変換器24を含む線形変換手段1と、直交変調器2、制御回路25、検波器26、低域通過フィルタ29により構成される。直交変調器2はミキサ43、44と、90度位相器45と、発振器46と、合成器47から構成されている。

【0031】この図2の構成において、検波器26には2乗検波特性が要求される。2乗検波特性は通常の検波器において入力レベルを低くすれば実現できる。確実に2乗検波特性を得るためには、ダブルバランスミキサのRF端子とLO端子へ変調波を入力すればよい。また、制御回路25にはデジタル信号処理が有利であり、その時には、低域通過フィルタ27の出力をA/D変換して用いる。

【0032】この構成の歪補償直交変調器において、同相振幅信号 $I(t)$ 、直交振幅信号 $Q(t)$ が、線形変換器24に入力され、ベースバンド信号である同相振幅入力 $a(t)$ と直交振幅入力 $b(t)$ に変換される。ベースバンド信号 $a(t)$ と $b(t)$ は直交変調器50に入力され、式(6)～(10)で表される変調波 $y(t)$ が得られる。変調波 $y(t)$ は検波器26に入力され、低域通過フィルタ27でキャリア成分が除去され、レベル信号 $z(t)$ が得られる。このレベル信号 $z(t)$ は制御回路25に入力され、線形変換パラメータが導出され、その値が線形変換器24に設定される。

【0033】次に本実施例における歪補償直交変調器の具体的な動作を説明する。直交変調器50の出力の変調波 $y(t)$ の変調波同相・直交振幅 $c(t)$ 、 $d(t)$ は理想的にはそれぞれ同相振幅信号 $I(t)$ と直交振幅信号 $Q(t)$ に等しくなるはずであるから、以下の方程式

た値を線形変換パラメータ α_0 、 θ_0 、 a_0 、 b_0 とす * なる。

ると、線形変換器24で行われる線形変換は次のように* 【0034】ベースバンド信号 $a(t)$ は、

$$a(t) = I(t) + \tan \theta_0 \cdot Q(t) + a_0 \quad (17)$$

となり、ベースバンド信号 $b(t)$ は、

$$b(t) = (1/\alpha_0 \cos \theta_0) Q(t) + b_0 \quad (18)$$

となる。

【0035】従って、線形変換器24で行う線形変換は図3に示すように、同相振幅信号 $I(t)$ に、直交振幅信号 $Q(t)$ にパラメータ θ_0 から求まる $\tan \theta_0$ を乗じた信号とパラメータ a_0 とを加算したベースバンド信

号 $a(t)$ を直交変調器2の同相入力信号とし、また直交

$$z(t) = c^2(t) + d^2(t) \quad (19)$$

で表される。そこで、図2のスイッチ22、23をC端子側に接続し、ベースバンド信号の同相振幅入力 a

(t)と直交振幅入力 $b(t)$ として制御回路25よりテスト信号を入力した時の変調波レベル $z(t)$ から線形変換パラメータを以下のように導出する。スイッチ2

2、23をC端子側に切り替えた時の変調波 $c(t)$ と★

$$\frac{\partial z(t)}{\partial a(t)} = 2[a(t) + \delta_c + \sin \theta (-\alpha b + \delta_{s1})] = 0 \quad (20)$$

$$\frac{\partial z(t)}{\partial b(t)} = 2[a(t) + \delta_c + \sin \theta (-\alpha b + \delta_{s1})] \alpha \sin \theta$$

$$+ 2[-\alpha b(t) \cos \theta + \cos \theta \cdot \delta_{s1} + \delta_s]$$

$$(-\alpha \cos \theta) = 0$$

$$(21)$$

この連立方程式の $a(t)$ と $b(t)$ に関する解は式

(15)と(16)の右辺に一致する。従って、ベースバンド信号 $a(t)$ と $b(t)$ に相当するテスト信号 T_a 、 T_b を制御回路25で変化させてレベル信号が最小となる時の値を求めれば、その値が線形変換パラメータ a_0 と b_0 である。

【0038】次に、求められた線形変換パラメータ a_0 、★

$$c(t) = I(t) - \alpha \sin \theta Q(t) \quad (22)$$

$$d(t) = -\alpha \cos \theta Q(t) \quad (23)$$

となる。

【0039】従って、スイッチ20、21をC端子側に接続して、制御回路25からテスト信号 T_i 、 T_o を入力するとき、 $T_i(t) = A$ (所定値)、 $T_o(t) = \diamond$

$$\alpha_0 = (z_2 / z_1)^{1/2}$$

により求められる。

【0040】ただし、この説明では、検波器26からのレベル信号が正確に変調波のレベルの2乗に比例しているという条件が必要である。実際には、その出力にはバイアス分が重畳されるるので、その分を補正して用い

※交振幅信号 $Q(t)$ にパラメータ α_0 と θ_0 から求まる $1/\alpha_0 \cos \theta_0$ を乗じた信号とパラメータ b_0 とを加算したベースバンド信号 $b(t)$ を直交変調器2の直交入力信号とするものとなる。

【0036】検波器26と低域通過フィルタ27を介して抽出される変調波のレベルは

★ $d(t)$ は式(7)、(8)で表されるから、これを式(19)に代入して、 $a(t)$ と $b(t)$ について偏微分を取り、それらを0とおくと、次のような連立方程式が得られる。

【0037】

【数1】

☆と b_0 及び、移相誤差の暫定値 $\theta_0 = 0$ 、振幅比の暫定値 $\alpha_0 = 1$ を線形変換器24に設定し、スイッチ22、23をL端子側に戻すと、線形変換器24は線形変換動作を行い、その変換された信号 $a(t)$ 、 $b(t)$ を直交変換器50に入力すると、その出力 $y(t)$ の変調信号 $c(t)$ 、 $d(t)$ は

◆0を入力すると、そのときのレベル信号 z_1 は $z_1 = A^2$ となる。また、 $T_i(t) = 0$ 、 $T_o(t) = A$ を入力すると、そのときのレベル信号 z_2 は $z_2 = \alpha^2 A^2$ となる。レベル信号 z_1 と z_2 からの α の推定値 α_0 が

$$(24)$$

る。すなわち、変調波を入れないときのレベル信号値が0となるように校正する。

【0041】さらに、式(22)と(23)が成立しているとき、直交振幅信号 $Q(t) = A$ として変調波のレベル信号 $z(t)$ を同相振幅信号 $I(t)$ で偏微分し、

その偏微分値を0とおくと、

$$\frac{\partial z(t)}{\partial I(t)} = 2 [I(t) - \alpha A \sin \theta] = 0 \quad (25)$$

となるから、その解を I_0 とすると、

$$\theta = \arcsin (I_0 / \alpha A) \quad (26)$$

のような関係がある。

【0042】ここで、同相振幅信号 $I(t)$ に相当するテスト信号 $T_i(t)$ を変化させた時にレベル信号 $z(t)$ が最小になるときの $T_i(t)$ の値 I_0 と、式(24)で求められた α の推定値である線形変換パラメータ α_0 を α として、式(26)に代入すれば、移相誤差 θ の推定値 θ_0 が求められる。

【0043】以上をまとめると、制御回路25における線形変換パラメータの決定は図4のフローチャートに沿って以下の通り行われる。

【0044】まずステップ101において、スイッチ22, 23をC側に切替え、テスト信号 T_i , T_0 の初期設定 $T_i(t=0) = a_i$, $T_0(t=0) = b_i$ を行う。

【0045】次にステップ102において、レベル信号 $z(t)$ を最小とするテスト信号 T_i , T_0 の値を求め、これを線形変換パラメータ a , b の最適値 a_0 , b_0 とする。

【0046】次にステップ201において、最適値 a_0 , b_0 を線形変換器24に設定し、また、線形変換パラメータ θ , α の暫定値 $\theta_0 = 0$, $\alpha_0 = 1$ を設定した後、スイッチ22, 23をL側に戻す。

【0047】次にステップ202において、スイッチ20, 21をC側に切替え、テスト信号 $T_i(t) = A$, $T_0(t) = 0$ を入力してレベル信号 z_1 を測定し、テスト信号 $T_i(t) = 0$, $T_0(t) = A$ を入力してレベル信号 z_2 を測定する。

【0048】次にステップ203において、線形変換パラメータ α の最適値 α_0 を $\alpha_0 = (z_2 / z_1)^{1/2}$ を計算して求める。

【0049】次にステップ301において、最適値 a_0 , b_0 , α_0 を線形変換器24に設定し、テスト信

$$T_i(t) = e \cdot \sin(t) + a_0 \quad (27)$$

$$T_0(t) = b_0 \quad (28)$$

ここで $0 < e \ll 1$ は摂動振幅、 b は一定値、 a_0 は n 回目の摂動における T_i の値である。

【0058】次にステップ503において、式(27)における a_0 の値を次の式(29)に基づいて更新す ★

$$a_n = a_{n-1} - \int_{2(n-1)\pi}^{2n\pi} z(t) \sin(t) dt \quad (29)$$

そして、ステップ504において、ステップ502, 503が $n=N$ となるまで繰返される。ここで N は最大摂動回数である。

※号 T_i , T_0 を $T_i(t) = I_i$, $T_0(t) = A$ に設定する。

【0050】次にステップ302において、レベル信号 $z(t)$ を最小とするテスト信号 $T_i(t)$ の値 I_0 を求める。

【0051】次にステップ303において、線形変換パラメータ θ の最適値 θ_0 を $\theta_0 = \arcsin (I_0 / \alpha_0 A)$ を計算して求める。

【0052】最後にステップ400において、決定された線形変換パラメータの最適値 a_0 , b_0 , α_0 , θ_0 を線形変換器24に設定し、スイッチ20, 21をL側に戻す。

【0053】以上に述べた方法によれば、制御回路25は検波器26と低域通過フィルタ27からなるレベル信号生成手段からのレベル値の入力のみで線形変換パラメータが求められ、その線形変換パラメータを線形変換器24に設定する。これにより線形歪を充分小さな値に抑えることができる。

【0054】上述の図4の方法では、レベル値 $z(t)$ を最小にするテスト信号 T_i , T_0 , T_i の値を求める方法を述べたが、これらの値は、レベル信号 $z(t)$ が最小になるところでは $z(t)$ の各テスト信号に関する傾きの符号が変化するという原理を用いる摂動法を利用して容易に求められる。そのような摂動法の一例として T_0 の値を固定した場合に T_i の値を求める手順のフローチャートを図5に示す。

【0055】図5の摂動法では、まずステップ501において、 T_i の初期値を a_i に設定する。

【0056】次にステップ502において、以下のような設定を行う。

【0057】

★る。

【0059】

【数3】

【0060】尚、この図5に示す最適化においては外部から摂動を与えるが、摂動振幅の大きさによって最適値へ収束するまでの時間が異なる。その様子を図6に示

す。従って、収束時間が短くなるような適当な摂動振幅を選ぶことが好ましい。

【0061】また、図4の方法におけるステップ102にこの摂動法を利用する場合には、 T_c の値を固定せずに、 T_c 、 T_s の両方を交互に調整するようにしても良い。

【0062】この発明の第1の実施例に歪補償直交変調器を使った等化器の出力における平均ビット誤り率(Average BER)と、従来の歪補償のない直交変調器を使った等化器の出力における平均ビット誤り率を、DCオフ

セット、振幅バランス、位相オフセットの各々について図7(a)、(b)、(c)に示す。

【0063】図8に本発明の第2の実施例の歪補償直交変調器の構成を示す。図2と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。

【0064】この第2の実施例では、上述した第1の実施例のようにスイッチ20、21、22、23を通して制御回路25からテスト信号を入力する代わりに、同相及び直交振幅入力 $I(t)$ 、 $Q(t)$ を入力検出器31で検出し、これを制御回路25に報告することにより、

$$\alpha_0 = (I_1 / Q_2) \cdot (z_2 / z_1)^{1/2} \quad (30)$$

を算出して最適パラメータ α_0 を求める。

【0068】次に制御回路25は、線形変換器24に最適パラメータ a_0 と b_0 と α_0 を設定し、パラメータ θ には暫定値 $\theta=0$ を設定し、同相振幅信号 $I(t)$ と直交

$$\theta_0 = \arcsin[(1-\beta)/(1+\beta)] \quad (31)$$

を算出して最適パラメータ θ_0 を求める。

【0069】従って、この第2の実施例では、DCオフセットについては単に摂動を加えて最適値を求めるだけで済み、振幅バランスと直交性については同相及び直交振幅入力

【0070】尚、上記の手順において相関検出は上述した図5の摂動法と同様の方法で行うことができる。

【0071】以上説明した歪補償調整器の具体的な回路形成には様々な形態が考えられる。制御回路25は処理の性格上、デジタル回路で実現するのが有利である。線形変換器24についてはアナログ回路による実現とデジタル回路による実現の2通りがある。

【0072】アナログ回路で線形変換器24を作るためには、精度のよい乗算器が必要である。線形パラメータはデジタル信号であるから、乗算器には4象限D/A変換器を用いることができる。4象限D/A変換器は図9のように抵抗とスイッチから形成され、被乗算信号を基準入力端子33へ入力し、乗算値をデジタル端子32に入力する。デジタル端子32はスイッチを制御し、出力端子34と35にはアナログの精度の高い乗算出力が得られる。2つの出力端子には平衡レベル、たとえばアナログ・グラウンドを対称にして反転した2つの電流信号たとえば $a(t)$ と $a \blacktriangle \text{バー} \blacktriangledown(t)$ が生成され

* 適当な同相及び直交振幅入力 $I(t)$ 、 $Q(t)$ を第1実施例におけるテスト信号同様に利用することで線形変換パラメータを決定する。このため、この第2の実施例においては線形変換パラメータの決定をリアルタイムに行うことが可能である。

【0065】より詳細には、この第2の実施例における線形変換パラメータの決定は以下に行われる。

【0066】まず、線形変換パラメータ a に周期的な小振幅の摂動信号を重畳し、その時のレベル信号を摂動信号を用いて相関検出し、その相関検出信号レベルが0となるような最適値 a_0 に線形変換パラメータ a を調整し、また、線形変換パラメータ b についても同様に最適値 b_0 を調整して最適パラメータ a_0 と b_0 を求める。

【0067】次に制御回路25は、線形変換器24に最適パラメータ a_0 と b_0 を設定し、パラメータ θ と α には暫定値 $\theta=0$ 、 $\alpha=1$ を設定し、直交振幅信号 $Q(t)$ が0となった瞬間の同相振幅信号 $I(t)$ の値 I_1 とレベル信号生成手段のレベル信号 $z(t)$ の値 z_1 を測定し、また $I(t)$ が0となった瞬間の $Q(t)$ の値 Q_2 及び $z(t)$ の値 z_2 を測定し、

※交振幅信号 $Q(t)$ が等しい値 A_1 になった瞬間のレベル信号 $z(t)$ の値 z_1 を測定し、また $I(t)=-Q(t)=A_2$ となった瞬間の $z(t)$ の値 z_2 を測定し、測定値から比 $\beta = z_1 A_2^2 / z_2 A_1^2$ を求め

る。これらを増幅器を介して直交変調器2へ入力する。この直交変調器2は図10のように構成され、そのミキサ部43、44は図11のように差動アンプで形成されるので、反転した2つの入力が必要である。もちろん、線形変換器24が生成するアナログベースバンド信号を反転増幅器で反転させて2つの信号を生成することも考えられる。

【0073】ディジタル回路で実現するときには、同相振幅信号及び直交振幅信号をA/D変換したディジタル入力信号を入力とし、線形変換器24から出力されるディジタルベースバンド出力信号をD/A変換して直交変調器2へ入力する。

【0074】尚、上述の説明により求めた線形パラメータは電源が切れると削減してしまうので、不揮発性メモリに蓄積しておき、電源がONになった時には、まずその値を読み出して使用することが望ましい。

【0075】又、実際の実装時には線形変換手段とパラメータ生成手段はCMOSで一体的にIC化し、直交変調器とレベル信号生成手段はバイポーラまたはGaAsのICとして一体的にIC化してこれらICの組合せで本発明の歪補償直交変調器を実現することも可能である。

【0076】

【発明の効果】以上のように、本発明によれば、レベル

を検出する回路を設けることにより、容易に線形変換パラメータを導出することができ、簡単な構成の回路により非常に精度のよい歪補償直交変調器を実現できる。また、バースト伝送を行っている伝送系では、本発明の方法により送信していない時間に線形変換パラメータを修正していれば、送信時にリアルタイムに補償を最適化でき、機器の温度変動、経時変化等があっても精度のよい変調波を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理を説明するための図である。

【図2】本発明の第1の実施例の歪補償直交変調器の構成図である。

【図3】図2の歪補償直交変調器の線形変換器による線形変換のダイアグラムである。

【図4】図2の歪補償直交変調器による線形変換パラメータ決定手順のフローチャートである。

【図5】図4の手順において利用する摂動法のフローチャートである。

【図6】図5の摂動法における収束時間と摂動振幅の関係を示すグラフである。

【図7】図2の歪補償直交変調器を用いた等化器の出力の平均ビット誤り率と従来の歪補償のない直交変調器を用いた等化器の出力の平均ビット誤り率とをDCオフセット、振幅バランス、位相オフセットについて示すグラフ*

* フである。

【図8】本発明の第2の実施例の歪補償直交変調器の構成図である。

【図9】本発明の歪補償直交変調器の線形変換部に用いる4象限D/A変換器の構成図である。

【図10】本発明の歪補償直交変調器の直交変調部の構成図である。

【図11】図10の直交変調部のダブルバランスミキサの構成図である。

【図12】従来の直交変調器の一例の構成図である。

【図13】従来の直交変調器の他例の構成図である。

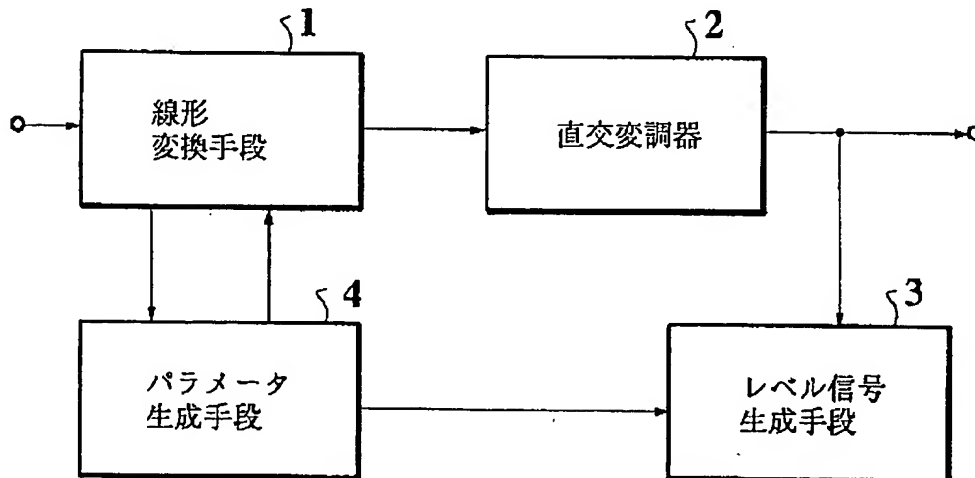
【図14】出力変調波の信号空間ダイアグラムである。

【図15】正常及び線形歪を受けた変調波の信号空間ダイアグラムである。

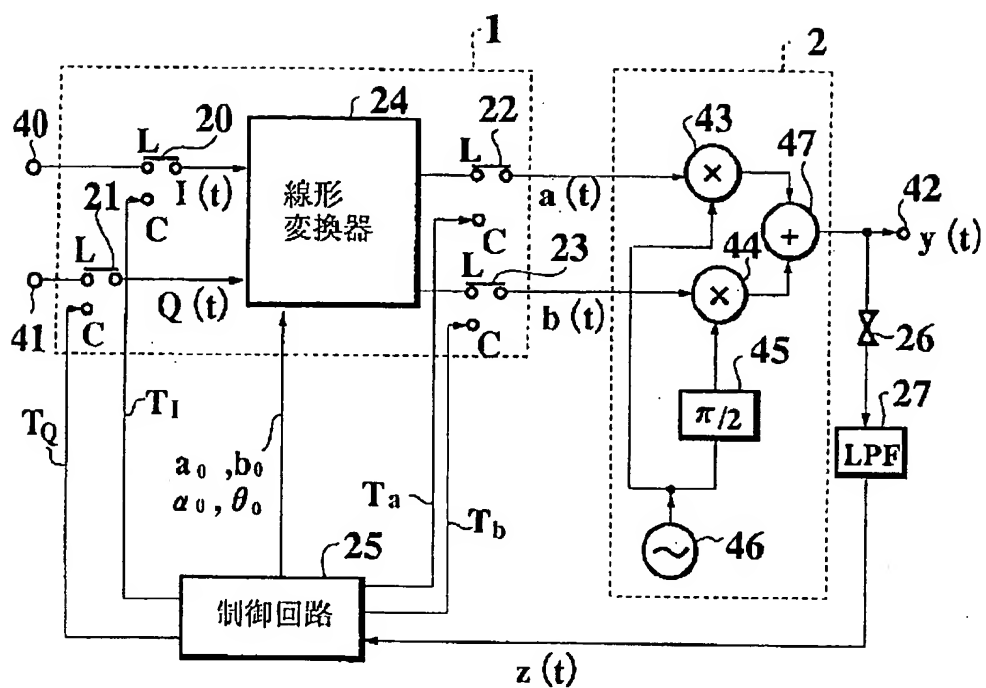
【符号の説明】

- 1 線形変換手段
- 2 直交変調器
- 3 レベル信号生成手段
- 4 パラメータ生成手段
- 20 20, 21, 22, 23 スイッチ
- 24 線形変換器
- 25 制御回路
- 26 検波器
- 27 低域通過フィルタ

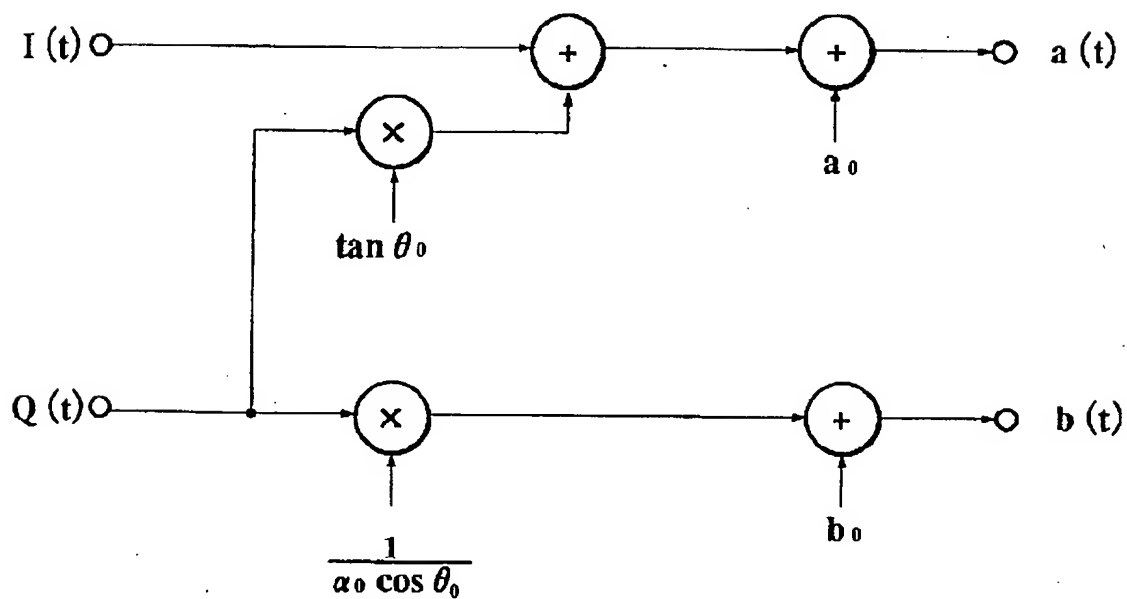
【図1】



【図2】

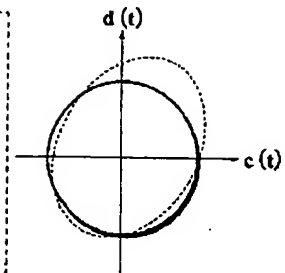
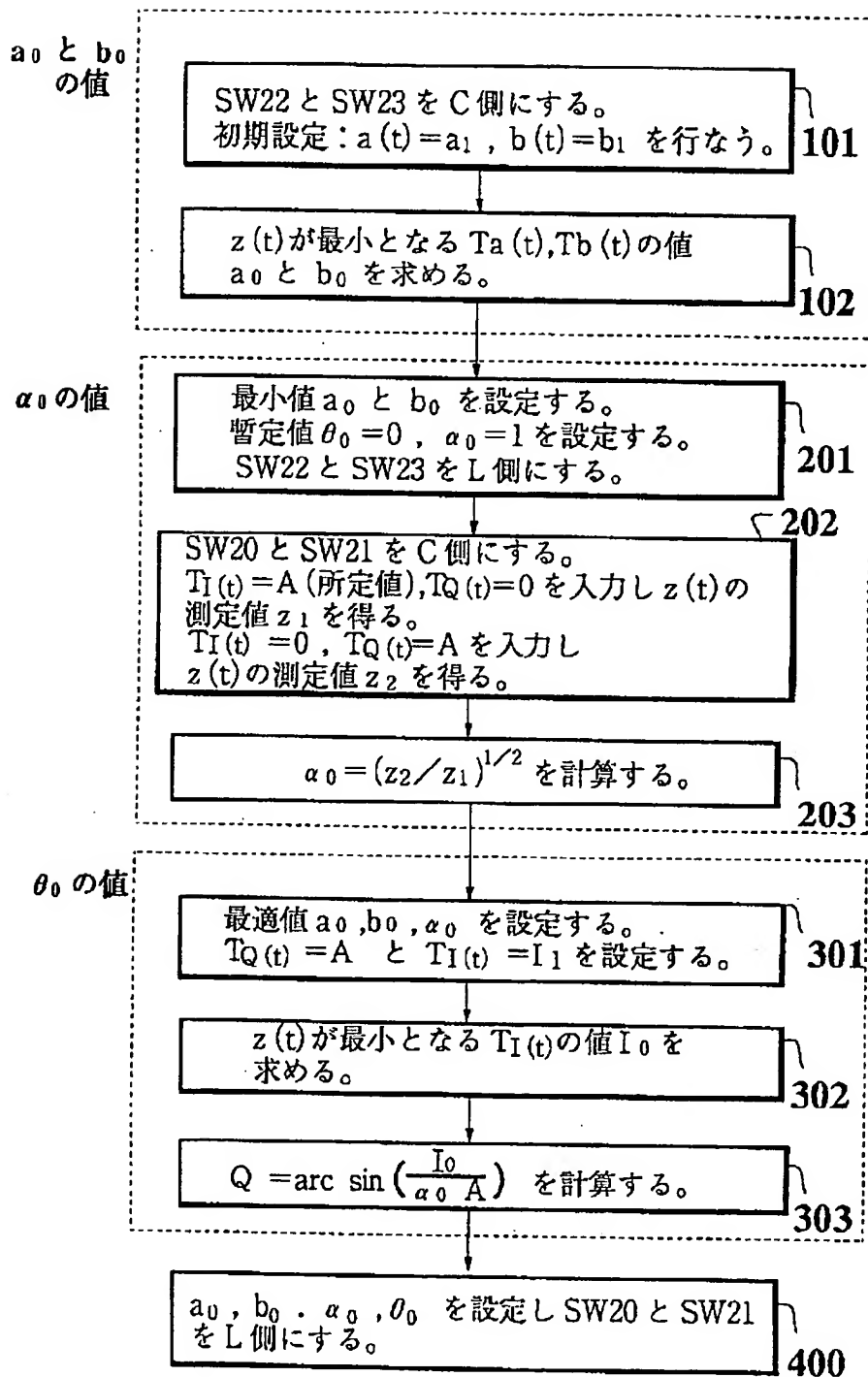


【図3】

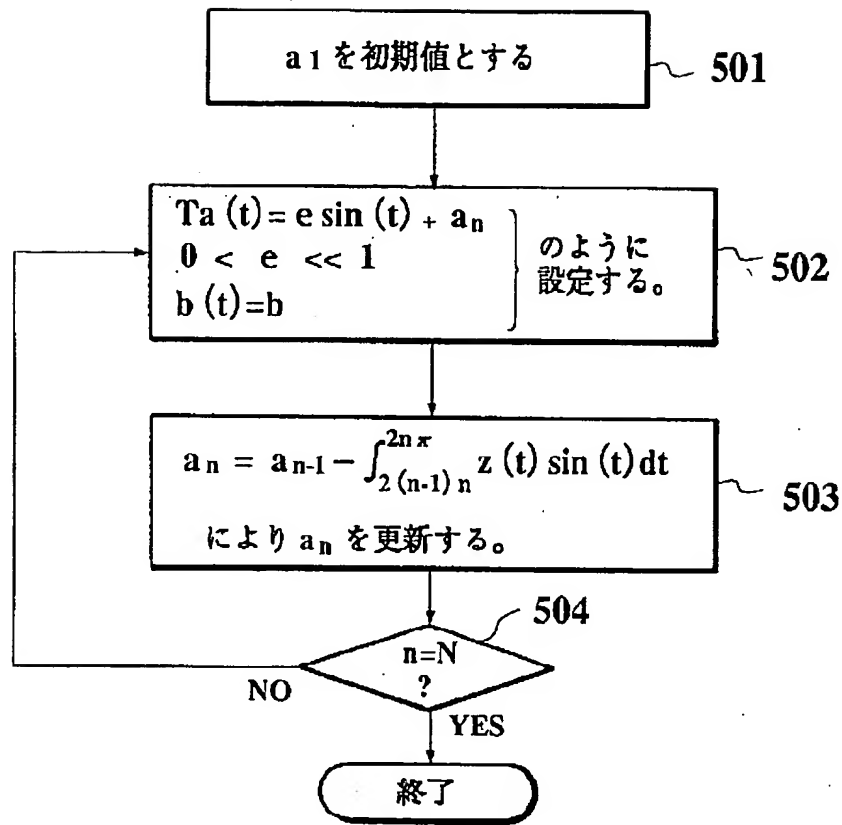


【図4】

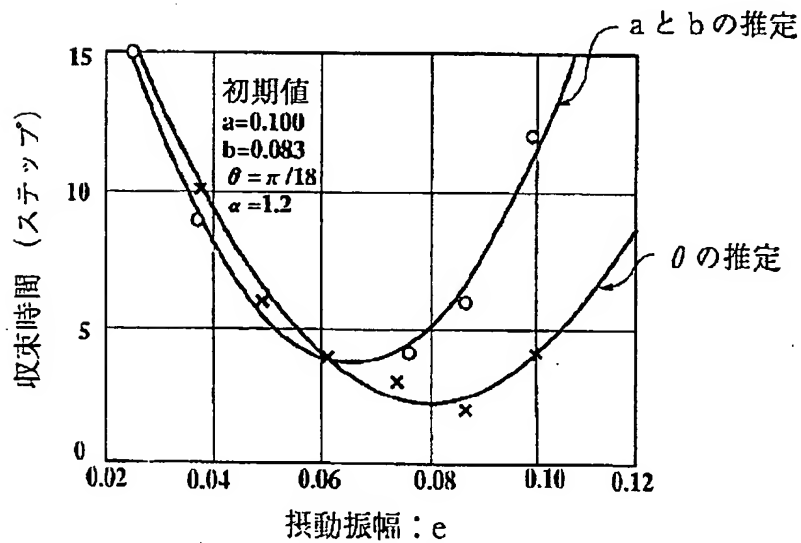
【図14】



【図5】



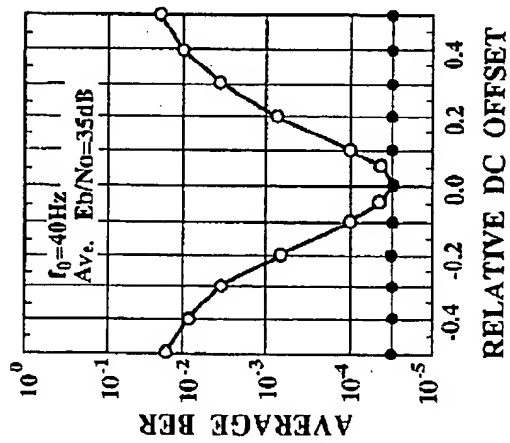
【図6】



【図7】

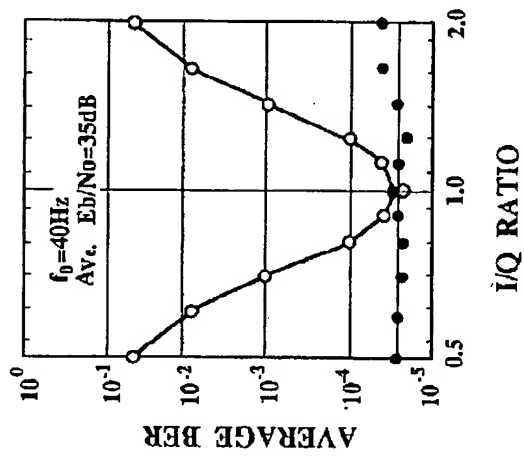
○：従来例（歪補償なし）

●：本実施例



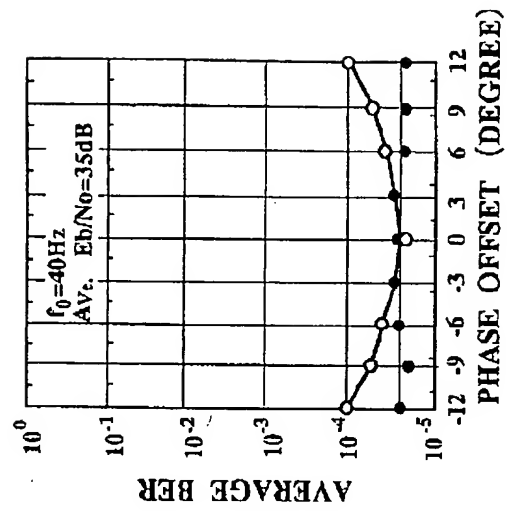
平均ビット誤り率特性
(DCオフセット特性)

(a)



平均ビット誤り率特性
(IQ振幅アンバランス特性)

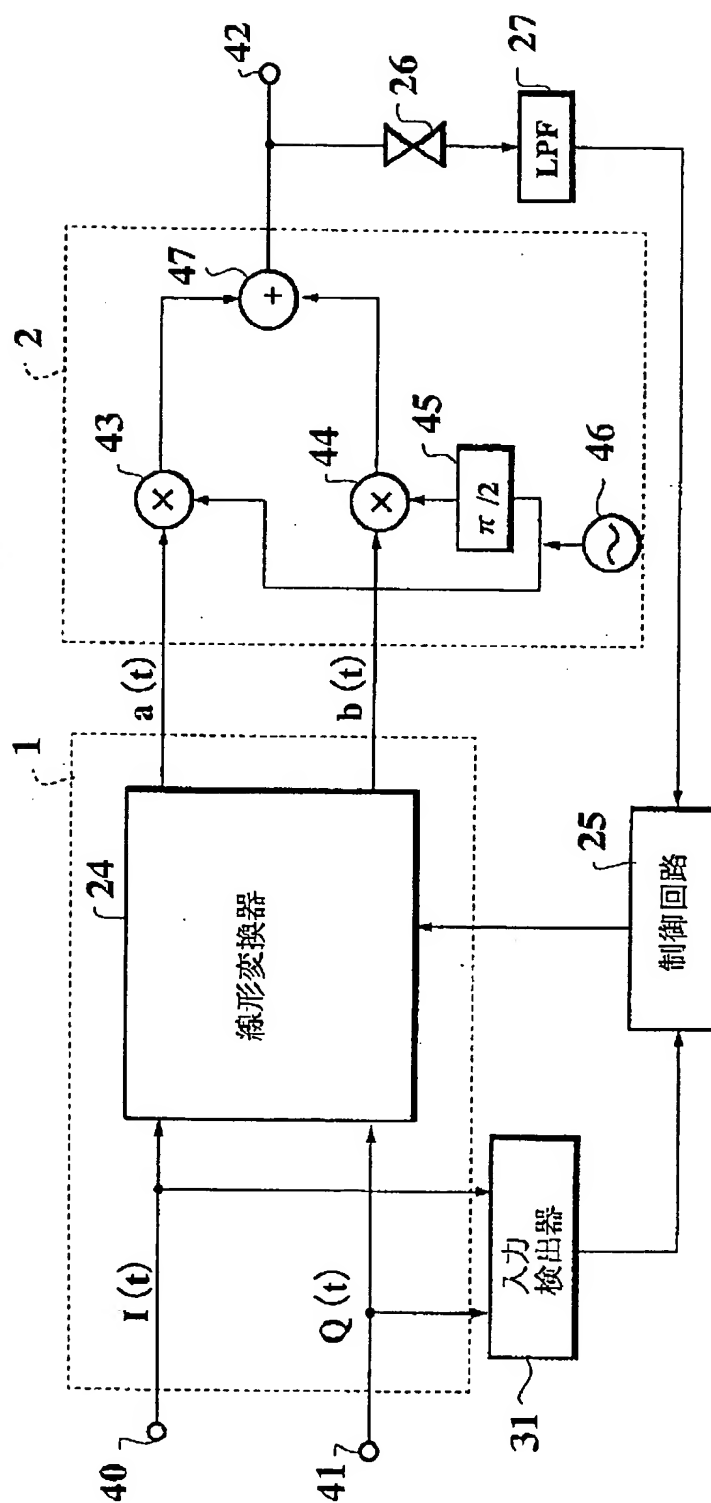
(b)



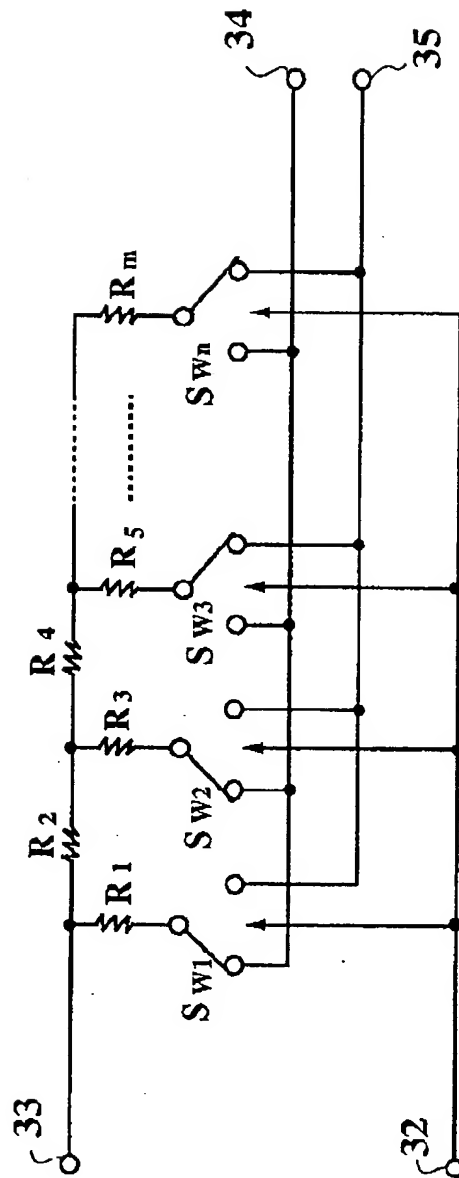
平均ビット誤り率特性
(位相オフセット特性)

(c)

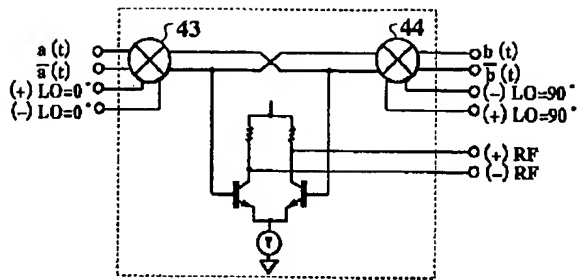
【図8】



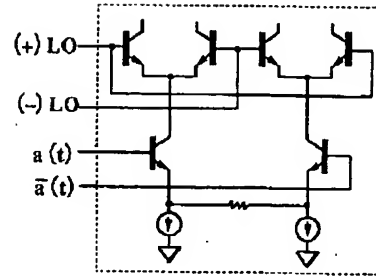
【図9】



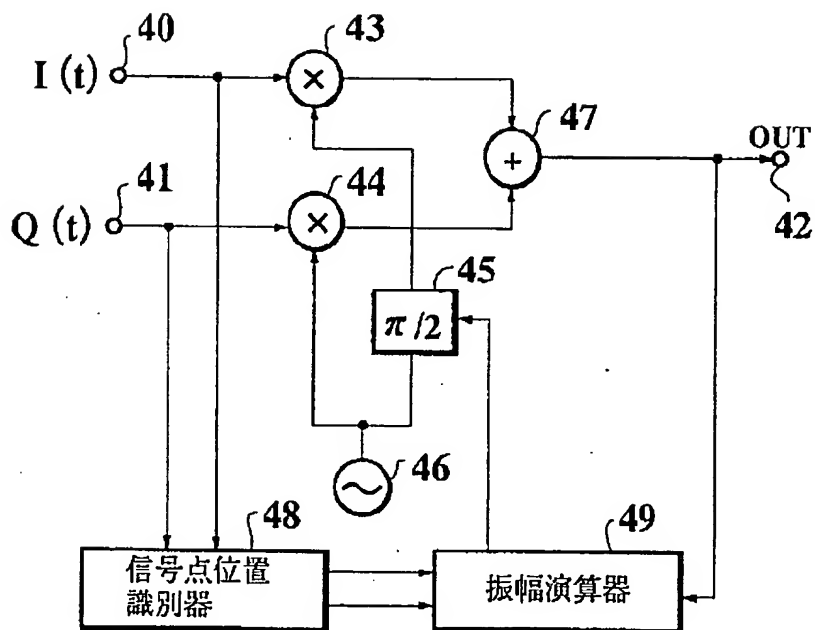
【図10】



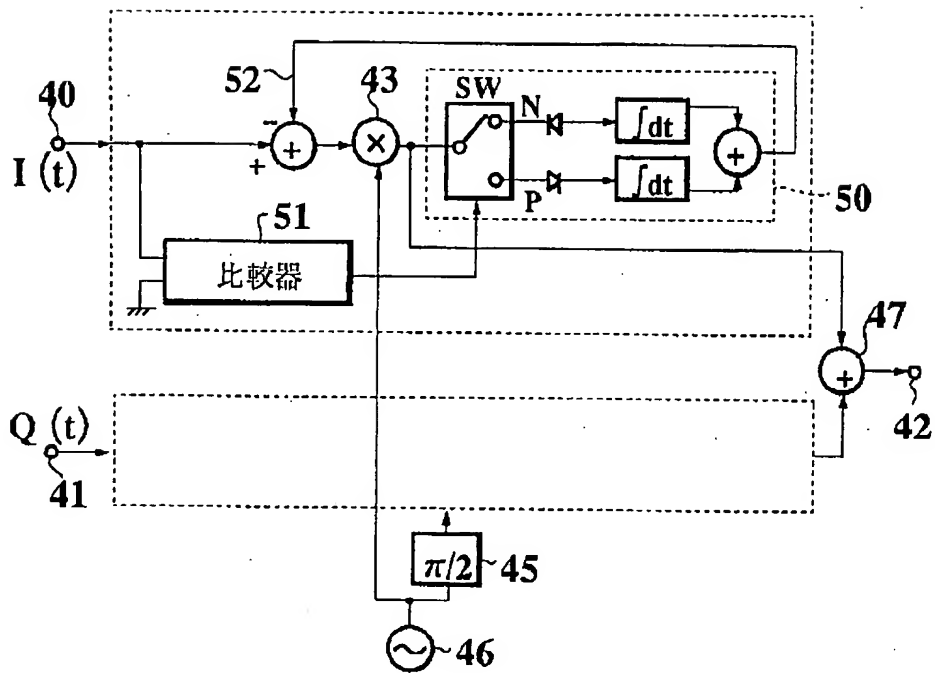
【図11】



【図12】



【図13】



【図15】

